

特許協力条約に基づく国際出願願書

紙面による写し(注意:電子データが原本となります)

0	受理官庁記入欄	
0-1	国際出願番号	
0-2	国際出願日	
0-3	(受付印)	
0-4	様式-PCT/RO/101 この特許協力条約に基づく国際出願願書は、	
0-4-1	右記によって作成された。	JPO-PAS 0321
0-5	申立て 出願人は、この国際出願が特許協力条約に従って処理されることを請求する。	
0-6	出願人によって指定された受理官庁	日本国特許庁 (R0/JP)
0-7	出願人又は代理人の書類記号	04S1434P
I	発明の名称	ジッタ測定装置及びジッタ測定方法
II	出願人 この欄に記載した者は	出願人である (applicant only)
II-1	右の指定国についての出願人である。	米国を除く全ての指定国 (all designated States except US)
II-4ja	名称	アンリツ株式会社
II-4en	Name:	ANRITSU CORPORATION
II-5ja	あて名	2438555 日本国
II-5en	Address:	神奈川県厚木市恩名 1800番地 1800, Onna, Atsugi-shi, Kanagawa 2438555 Japan
II-6	国籍(国名)	日本国 JP
II-7	住所(国名)	日本国 JP
II-8	電話番号	046-296-6521
II-9	ファクシミリ番号	046-223-1234
II-11	出願人登録番号	000000572
III-1	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor)
III-1-1	右の指定国についての出願人である。	米国のみ (US only)
III-1-4ja	氏名(姓名)	望月 健
III-1-4en	Name (LAST, First):	MOCHIZUKI, Ken
III-1-5ja	あて名	
III-1-5en	Address:	
III-1-6	国籍(国名)	日本国 JP
III-1-7	住所(国名)	日本国 JP

特許協力条約に基づく国際出願願書

紙面による写し(注意:電子データが原本となります)

IV-1	代理人又は共通の代表者、通知のあて名 下記の者は国際機関において右記のごとく 出願人のために行動する。	代理人 (agent)	
IV-1-1ja	氏名(姓名)	鈴江 武彦	
IV-1-1en	Name (LAST, First):	SUZUYE, Takehiko	
IV-1-2ja	あて名	1000013 日本国 東京都千代田区霞が関3丁目7番2号 鈴榮特許総合 法律事務所内	
IV-1-2en	Address:	c/o SUZUYE & SUZUYE, 7-2, Kasumigaseki 3-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 1000013 Japan	
IV-1-3	電話番号	03-3502-3181	
IV-1-4	ファクシミリ番号	03-3501-5663	
IV-1-6	代理人登録番号	100058479	
IV-2	その他の代理人	筆頭代理人と同じあて名を有する代理人 (additional agent(s) with the same address as first named agent)	
IV-2-1ja	氏名	村松 貞男(100084618); 橋本 良郎(100092196); 河 野 哲(100091351); 中村 誠(100088683)	
IV-2-1en	Name(s)	MURAMATSU, Sadao(100084618); HASHIMOTO, Yoshiro(100092196); KOHNO, Akira(100091351); NAKAMURA, Makoto(100088683)	
V	国の指定		
V-1	この願書を用いてされた国際出願は、規則 4.9(a)に基づき、国際出願の時点で拘束さ れる全てのPCT締約国を指定し、取得しうる あらゆる種類の保護を求め、及び該当する 場合には広域と国内特許の両方を求める 国際出願となる。		
VI-1	先の国内出願に基づく優先権主張		
VI-1-1	出願日	2003年 11月 20日 (20. 11. 2003)	
VI-1-2	出願番号	2003-390560	
VI-1-3	国名	日本国 JP	
VI-2	優先権証明書送付の請求 上記の先の出願のうち、右記の番号のもの については、出願書類の認証謄本を作成 し国際事務局へ送付することを、受理官庁 に対して請求している。	VI-1	
VII-1	特定された国際調査機関(ISA)	日本国特許庁 (ISA/JP)	
VIII	申立て	申立て数	
VIII-1	発明者の特定に関する申立て	-	
VIII-2	出願し及び特許を与えられる国際出願日 における出願人の資格に関する申立て	-	
VIII-3	先の出願の優先権を主張する国際出願日 における出願人の資格に関する申立て	-	
VIII-4	発明者である旨の申立て(米国を指定国と する場合)	-	
VIII-5	不利にならない開示又は新規性喪失の例 外に関する申立て	-	

特許協力条約に基づく国際出願願書

紙面による写し(注意:電子データが原本となります)

IX	照合欄	用紙の枚数	添付された電子データ
IX-1	願書(申立てを含む)	4	✓
IX-2	明細書	28	✓
IX-3	請求の範囲	9	✓
IX-4	要約	1	✓
IX-5	図面	6	✓
IX-7	合計	48	
	添付書類	添付	添付された電子データ
IX-8	手数料計算用紙	-	✓
IX-17	PCT-SAFE 電子出願	-	-
IX-19	要約書とともに提示する図の番号	1	
IX-20	国際出願の使用言語名	日本語	
X-1	出願人、代理人又は代表者の記名押印	/100058479/	
X-1-1	氏名(姓名)	鈴江 武彦	
X-1-2	署名者の氏名		
X-1-3	権限		
X-2	出願人、代理人又は代表者の記名押印	/100084618/	
X-2-1	氏名(姓名)	村松 貞男	
X-2-2	署名者の氏名		
X-2-3	権限		
X-3	出願人、代理人又は代表者の記名押印	/100092196/	
X-3-1	氏名(姓名)	橋本 良郎	
X-3-2	署名者の氏名		
X-3-3	権限		
X-4	出願人、代理人又は代表者の記名押印	/100091351/	
X-4-1	氏名(姓名)	河野 哲	
X-4-2	署名者の氏名		
X-4-3	権限		
X-5	出願人、代理人又は代表者の記名押印	/100088683/	
X-5-1	氏名(姓名)	中村 誠	
X-5-2	署名者の氏名		
X-5-3	権限		

特許協力条約に基づく国際出願願書

紙面による写し(注意:電子データが原本となります)

受理官庁記入欄

10-1	国際出願として提出された書類の実際の受理の日	
10-2	図面	
10-2-1	受理された	
10-2-2	不足図面がある	
10-3	国際出願として提出された書類を補完する書類又は図面であってその後期間内に提出されたものの実際の受理の日(訂正日)	
10-4	特許協力条約第11条(2)に基づく必要な補完の期間内の受理の日	
10-5	出願人により特定された国際調査機関	ISA/JP
10-6	調査手数料未払いにつき、国際調査機関に調査用写しを送付していない	

国際事務局記入欄

11-1	記録原本の受理の日	
------	-----------	--

明 細 書

ジッタ測定装置及びジッタ測定方法

技術分野

- [0001] 本発明は、通信ネットワークにおいて情報の伝送に使用するデジタル信号等の被測定信号に影響を与えるジッタ(位相雑音)を測定するジッタ測定装置及びジッタ測定方法において、測定分解能を低下させることなく長時間の測定を可能にするためのデジタル演算技術を採用したジッタ測定装置及びジッタ測定方法に関する。

背景技術

- ([0002] データ伝送システムにおいて、伝送信号に大きなジッタが発生するとその信号を正しく伝送できなくなる。
- [0003] このため、この種のデータ伝送システムやそのシステムを構成する機器が発生するジッタを測定する必要がある。
- [0004] すなわち、デジタル信号を伝送するデジタル伝送路では、デジタル信号を再生して出力する中継器によって伝送路を延長しているが、このような中継器では、入力信号の位相揺らぎ(ジッタ)が大きくなると元の信号を再生することができない。
- [0005] このため、デジタル伝送路のインターフェースにおけるジッタの最大許容レベルについて、その限度が様々な国際規格に規定されている。
- ([0006] 例えば、SONET(Synchronous Optical Network)/SDH(Synchronous Digital Hierarchy)と呼ばれる同期式デジタル伝送網については、次の非特許文献1にジッタ量の最大許容レベルが規定されている。
- 非特許文献1:ITU-T勧告G. 825(03/2000) このため、この種の伝送路のインターフェースで生じるジッタ量が上記最大許容レベルを満たしているか否かを検証するために、そのジッタ量を予め測定する必要がある。
- [0007] このような目的で使用される従来のジッタ測定装置として、例えば、次の特許文献1に記載されているように、位相同期ループ(PLL)回路を用いて被測定信号(クロック信号)を位相同期させることにより、その位相変動に対応した信号をジッタとして検出するようにしたアナログ方式のジッタ測定装置が知られている。

特許文献1:特開2001-133492 このようなアナログ方式のジッタ測定装置では、PLL回路に用いる部品の特性のバラツキによって、ジッタの測定結果にバラツキが生じてしまうととも、温度等の環境変化によって、ジッタの測定結果の再現性が悪化してしまうという問題がある。

[0008] また、上述のようなアナログ方式のジッタ測定装置では、ジッタの測定範囲がPLL回路を構成する位相比較器(PD)や電圧制御発振器(VCO)の線形動作範囲で制限されてしまうという問題がある。

[0009] このために、上述のようなアナログ方式のジッタ測定装置では、ジッタの測定範囲を広くするためにPDやVCOの感度を下げると、測定分解能が低下してしまうので、高い分解能と広い測定範囲を両立させることができないという点で問題となる。

[0010] これらの問題を解決する技術として次の特許文献2には、位相誤差の検出を数値演算処理によって行うデジタル方式のジッタ測定装置及び測定方法が提案されている。

特許文献2:米国特許6,621,860 図5は、特許文献2に基づくデジタル方式のジッタ測定装置10の構成を示す。

[0011] このジッタ測定装置10では、被測定信号Cをアナログ／デジタル(A/D)変換器11でサンプリングすることにより、被測定信号Cをデジタルの信号列 $x(n)$ に変換して、このデジタルの信号列 $x(n)$ を直交信号生成部12に入力させる。

[0012] ここで、信号列 $x(n)$ は、被測定信号の周波数を f_c 、振幅を A_c 、アナログ／デジタル(A/D)変換のサンプリング周波数を f_s 、初期位相を θ_c 、ジッタを $\phi(n)$ とすると、次のように表すことができる。

[0013]
$$x(n) = A_c \cdot \cos[2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)] \quad \cdots(1)$$

ただし、 $(n=0, 1, 2, \dots)$

直交信号生成部12は、ヒルベルト変換器を含み、被測定信号Cの信号列 $x(n)$ を互いに位相が直交する2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ に変換して、この直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ を瞬時位相算出部13に出力する。

[0014] ここで、直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ は、上記信号列 $x(n)$ に対して以下のように表される。

$$\begin{aligned}
 [0015] \quad I(n) &= x(n) = A_c \cdot \cos[2\pi (f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)] \\
 Q(n) &= A_c \cdot \sin[2\pi (f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)] \\
 &\dots (2)
 \end{aligned}$$

瞬時位相算出部13は、前記直交信号生成部12から出力される直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ によって決まる瞬時位相 $\Theta(n)$ を次の演算によって算出し、この瞬時位相 $\Theta(n)$ を不連続補正部14に出力する。

$$[0016] \quad \Theta(n) = \tan^{-1}[Q(n)/I(n)] \quad \dots (3)$$

ここで、直交2信号が前式(2)で表されるとき、瞬時位相 $\Theta(n)$ は、次のように表される。

$$\begin{aligned}
 [0017] \quad \Theta(n) &= \tan^{-1}[Q(n)/I(n)] \\
 &= 2\pi (f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n) \quad \dots (4)
 \end{aligned}$$

ここで、 $\tan^{-1}[Q(n)/I(n)]$ の演算によって求められる瞬時位相 $\Theta(n)$ は、 $-\pi$ から π の範囲に制限され、 n の増加に対して、図6Aに示すように、初期位相 θ_c に近い値からジッタによる変動を受けながら π の近傍まで増加した後、 $-\pi$ の近傍に不連続に変化し、再び π の近傍まで増加するという変化を繰り返すことになる。

[0018] 不連続補正部14は、前記瞬時位相算出部13から出力される上述のように不連続に変化する瞬時位相 $\Theta(n)$ を、図6Bに示すように、連続性をもつ瞬時位相 $\theta(n)$ に補正し、この補正された瞬時位相 $\theta(n)$ をリニア位相除去部15に出力する。

[0019] リニア位相除去部15は、前記不連続補正部14から出力される補正された瞬時位相 $\theta(n)$ のうち、 n の増加に対して線形的に増加する位相成分 $2\pi (f_c/f_s)n$ と初期位相 θ_c とを推定し、その和をリニア位相成分 $L(n)$ として瞬時位相 $\theta(n)$ から減じることにより、図6Cに示すようなジッタ成分 $\phi(n)$ を求め、このジッタ成分 $\phi(n)$ をジッタ量検出部16に出力する。

[0020] ジッタ量検出部16は、リニア位相除去部15から出力されるジッタ成分 $\phi(n)$ に基づいて、被測定信号Cのジッタ量を検出する。

[0021] このジッタ量は、ジッタ成分 $\phi(n)$ の最大振幅(p-p値)や実効値(rms)、あるいは、振幅確率分布(ヒストグラム)、FFT演算によって得られたスペクトラム値等であり、そのいずれかあるいは組合せであってもよい。

- [0022] このように数値演算処理によって、被測定信号のジッタを測定するデジタル方式のジッタ測定装置であれば、前記したアナログ方式のジッタ測定装置に比べて、部品の特性のバラツキや環境変化によるジッタの測定精度の低下がなく、高い再現性でジッタを測定することが可能となるとともに、演算ビット数を多くすることによって、広い測定範囲と高い測定分解能を両立させることができる。
- [0023] しかしながら、上記したデジタル方式のジッタ測定装置10のように、連続性をもつ瞬時位相 $\theta(n)$ からリニア位相成分 $L(n)$ を減じることにより、ジッタ成分 $\phi(n)$ を求める手法では、時間の経過と共に発散してしまう信号成分である瞬時位相 $\theta(n)$ 及びリニア位相成分 $L(n)$ を取り扱っているので、ジッタ測定の最長測定時間が制限されてしまうという問題がある。
- [0024] すなわち、上記の連続性をもつ瞬時位相 $\theta(n)$ 及びリニア位相成分 $L(n)$ は、 n の増加、つまり測定時間の経過とともに増加し、発散してしまうことになるからである。
- [0025] したがって、上記したデジタル方式のジッタ測定装置10では、ジッタ測定の最長測定時間が制限されてしまうので、最長測定時間を越えてそれ以上長時間のジッタ測定を行うことができないという点で問題となる。
- [0026] 具体的には、不連続補正部14が出力可能な瞬時位相 $\theta(n)$ を演算する際のビット数によって、ジッタ測定の最長測定時間が制限される。
- [0027] 例えば、瞬時位相 $\theta(n)$ を演算する際のビット数を40ビットとした場合、瞬時位相 $\theta(n)$ に含まれるリニア位相成分、
- $$L(n) = 2\pi (f_c / f_s) n + \theta_c$$
- のうち、 $2\pi (f_c / f_s)$ を16ビットで表すと、 n は残りの24ビットが取り得る範囲に制限される。
- [0028] この場合、サンプリング周波数 f_s が100MHzであれば、ジッタ測定の最長測定時間は、(n の最大値) / f_s である約0.167秒に制限されてしまうために、これより長時間(例えば、10秒以上)のジッタ測定を行うことは不可能である。
- [0029] これは、上記特許文献2に記載されているように、もともと、上記したデジタル方式のジッタ測定装置10が、超大規模集積回路(VLSI)のテストにおいて、テスト項目当りに割り当てられている0.1秒程度のテスト時間をクリアするために、開発された手

法であることに由来している。

[0030] すなわち、上記したデジタル方式のジッタ測定装置10では、ジッタ測定の最長測定時間が約0.167秒に制限されてしまうのは、本質的に、このジッタ測定装置10では、長時間(例えば、10秒以上)に渡るジッタ測定を想定していないことによっている。

[0031] ところが、デジタルシステム及びネットワーク等に用いられる通信機器のジッタ測定では、上記非特許文献1に記載されているように、例えば、伝送路のインターフェースにおけるジッタのレベルを検証するための測定時間は60秒に規定されている。

[0032] 上記 n を33ビットで表せば、この規定による60秒での測定が可能になるが、それでは、 $\theta(n)$ のビット数が上記 $2\pi(f_c/f_s)$ を表す16ビットと合わせて49ビット必要になるため、演算を実行する装置のハードウェア量が上述した40ビットの場合と比較して大きくなってしまうという点で問題がある。

[0033] そこで、 $2\pi(f_c/f_s)$ を7ビットで表して、 n を33ビットで表せば、 $\theta(n)$ のビット数は40ビットで済むため、ハードウェア量が上述した40ビットの場合と同じのままで60秒のジッタ測定が可能になる。

[0034] ところが、この場合には、測定値の位相精度(位相分解能)が、上記49ビットの場合よりも9ビット分だけ悪化してしまうという点で問題がある。

[0035] なお、場合によっては、数分以上、さらには1日以上にも渡る長時間のジッタ測定を行うことが要求されている。

[0036] なお、上記したデジタル方式のジッタ測定装置10の場合でも、瞬時位相 $\theta(n)$ の分解能を下げてもジッタ測定の時間を延ばすことができるが、それには限界があるとともに、測定分解能が低下してしまうので、高い分解能と長時間測定とを両立させることができないという点で問題がある。

発明の開示

[0037] 本発明は、これらの問題を解決して、高い分解能と長時間測定とを両立させ、実質的に、最長測定時間を制限することなく、ジッタ測定を高精度に行うことができるジッタ測定装置及びジッタ測定方法を提供することを目的としている。

[0038] 前記目的を達成するために、本発明の第1の態様によると、

被測定信号を互いに位相が直交する2つの信号である直交2信号に変換する直交信号生成部(22)と、

前記直交信号生成部によって変換された前記直交2信号から瞬時位相を、予め定められた下限位相値と予め定められた上限位相値との間の範囲で算出する瞬時位相算出部(23)と、

前記瞬時位相算出部によって算出された前記瞬時位相の差分値を検出する差分値検出部(24)と、

前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を補正して補正された差分値を出力する差分値補正部(25)と、

前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値から、当該補正された差分値に含まれるオフセット成分を除去して前記オフセット成分が除去された差分値を出力するオフセット成分除去部(26)と、

前記オフセット成分除去部によって出力される前記オフセット成分が除去された差分値を積算することにより、前記被測定信号のジッタ量を求める積算部(27)と、

を具備するジッタ測定装置が提供される。

[0039] 前記目的を達成するために、本発明の第2の態様によると、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲の下限と上限とが、それぞれ、前記下限位相値と前記上限位相値とに等しいかまたはほぼ等しい第1の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0040] 前記目的を達成するために、本発明の第3の態様によると、前記差分値補正部は、前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する不連続点検出部(25a)と、

前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記不連続点検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を補正して出力することにより、前記瞬時位相の差分値の連続性を確保する連続性確保部(25b)とを有する第1または第2の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0041] 前記目的を達成するために、本発明の第4の態様によると、前記差分値補正部は、前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する不連続点検出部(25a)と、

前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記不連続点検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去して出力する不連続点除去部(25c)とを有する第1または第2の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0042] 前記目的を達成するために、本発明の第5の態様によると、前記差分値補正部は、前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する不連続点検出部(25a)と、

前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記不連続点検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去するとともに、当該除去部分を補間して出力することにより、実質的に、前記瞬時位相の差分値の連続性を確保する不連続点補間部(25d)とを有する第1または第2の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0043] 前記目的を達成するために、本発明の第6の態様によると、前記オフセット成分除去部は、

前記被測定信号の周波数 f_c 及び前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数 f_s が既知であるとき、予め、前記オフセット成分を示す $2\pi(f_c/f_s)$ の演算により求められる値が格納されるメモリ(26a)と、

前記メモリに格納されている前記オフセット成分を示す値を前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値から減算する減算部(26b)とを有する第1の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0044] 前記目的を達成するために、本発明の第7の態様によると、前記オフセット成分除去部は、

前記被測定信号の周波数 f_c 及び前記被測定信号をサンプリングするサンプリング

周波数 f_s が未知であるとき、予め、前記オフセット成分として、前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値の平均値を求める平均値算出部(26c)と、

前記平均値算出部によって求められている前記オフセット成分としての前記補正された差分値の平均値を前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値から減算する減算部(26b)とを有する第1の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0045] 前記目的を達成するために、本発明の第8の態様によると、前記オフセット成分除去部は、検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j が指定されている場合において、前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値から前記オフセット成分を除去するためのカットオフ周波数として前記検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j と等しいかまたはほぼ等しい周波数を有するハイパスフィルタ(26d)を含む第1の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0046] 前記目的を達成するために、本発明の第9の態様によると、前記瞬時位相算出部は、

前記被測定信号のデジタルの信号列を $x(n)$ 、前記被測定信号の周波数及び振幅をそれぞれ f_c 及び A_c 、前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数を f_s 、前記被測定信号の初期位相及びジッタをそれぞれ θ_c 及び $\phi(n)$ 、 $n=0, 1, 2, \dots$ とした場合に、前記直交2信号としての $I(n)$ 、 $Q(n)$ がそれぞれ

$$I(n) = x(n) = A_c \cdot \cos[2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)],$$

$$Q(n) = A_c \cdot \sin[2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)]$$

で表され、前記瞬時位相としての $\Theta(n)$ が

$$\Theta(n) = \tan^{-1}[Q(n)/I(n)]$$

$$= 2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)$$

で表されるとき、前記 $\tan^{-1}[Q(n)/I(n)]$ の演算によって求められる前記瞬時位相としての $\Theta(n)$ を、前記予め定められた下限位相値と予め定められた上限位相値との間の範囲として $-\pi$ から π または $-\pi/2$ から $\pi/2$ の範囲において算出する第1の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0047] 前記目的を達成するために、本発明の第10の態様によると、前記差分値検出部は

前記瞬時位相算出部によって算出される前記瞬時位相の差分値としての $\Delta \Theta (n)$ を

$$\Delta \Theta (n) = \Theta (n) - \Theta (n-1)$$

$= 2\pi (f_c/f_s) + \phi (n) - \phi (n-1)$ (ただし、 $\Theta (-1) = 0$ 、ここで、 $2\pi (f_c/f_s)$ は定数でオフセット成分である)、

の演算によって算出する第9の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0048] 前記目的を達成するために、本発明の第11の態様によると、前記差分値補正部は

前記瞬時位相算出部によって算出される前記瞬時位相の差分値としての $\Delta \Theta (n)$ の不連続点を補正して、連続性が確保されるように補正されている前記補正された差分値としての $\Delta \theta (n)$ を算出するために、前記瞬時位相の差分値としての $\Delta \Theta (n)$ に対して

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) \quad (-\pi \leq \Delta \Theta (n) \leq \pi),$$

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) + 2\pi \quad (-\pi > \Delta \Theta (n)),$$

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) - 2\pi \quad (\Delta \Theta (n) > \pi)$$

または

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) \quad (-\pi/2 \leq \Delta \Theta (n) \leq \pi/2),$$

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) + \pi \quad (-\pi/2 > \Delta \Theta (n)),$$

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) - \pi \quad (\Delta \Theta (n) > \pi/2)$$

の演算処理を行う第10の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0049] 前記目的を達成するために、本発明の第12の態様によると、前記オフセット成分除去部は、前記差分値補正部によって連続性が確保されるように補正されている前記補正された差分値としての $\Delta \theta (n)$ から前記オフセット成分 $2\pi (f_c/f_s)$ を除去し、前記オフセット成分が除去された差分値としての $\Delta \phi (n)$ として

$$\Delta \phi (n) = \phi (n) - \phi (n-1)$$

を前記積算部に出力する第11の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0050] 前記目的を達成するために、本発明の第13の態様によると、前記積算部は、

前記オフセット成分除去部によって出力される前記オフセット成分が除去された差分値としての $\Delta \phi(n)$ に対して次の積算を行い、

$U(n) = \sum \Delta \phi(i)$ (ただし、記号 \sum は、 $i=0, 1, 2, \dots, n$ の総和を示す、ここで、 $U(n)$ を理論展開すると、

$$\begin{aligned} U(n) &= [\phi(0) - \phi(-1)] + [\phi(1) - \phi(0)] + [\phi(2) - \phi(1)] + \dots + [\phi(n) - \phi(n-1)] \\ &= \phi(n) - \phi(-1) \end{aligned}$$

となり、ここで、 $\phi(-1) = 0$ とすれば、積算結果 $U(n)$ は被測定信号 C のジッタ成分 $\phi(n)$ を表していることになる)、

この積算結果 $U(n)$ を前記被測定信号のジッタ成分 $\phi(n)$ として出力する第12の態様に従うジッタ測定装置が提供される。

[0051] 前記目的を達成するために、本発明の第14の態様によると、

被測定信号を互いに位相が直交する2つの信号である直交2信号に変換する段階と、

前記直交2信号に変換する段階によって変換された前記直交2信号から瞬時位相を、予め定められた下限位相値と予め定められた上限位相値との間の範囲で算出する段階と、

前記瞬時位相を算出する段階によって算出される前記瞬時位相の差分値を検出する段階と、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を補正して補正された差分値を出力する段階と、

前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値から、当該補正された差分値に含まれるオフセット成分を除去して前記オフセット成分が除去された差分値を出力する段階と、

前記オフセット成分を除去する段階によって出力される前記オフセット成分が除去された差分値を積算することにより、前記被測定信号のジッタ量を求める段階と、
を具備するジッタ測定方法が提供される。

[0052] 前記目的を達成するために、本発明の第15の態様によると、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲の下限と上限とが、それぞれ、前記下限位相値と前記上限位相値とに等しいかまたはほぼ等しい第14の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

[0053] 前記目的を達成するために、本発明の第16の態様によると、前記瞬時位相の差分値を補正する段階は、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する段階と、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記瞬時位相の差分値の不連続点を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を補正して出力することにより、前記瞬時位相の差分値の連続性を確保する段階とを有する第14または第15の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

[0054] 前記目的を達成するために、本発明の第17の態様によると、前記瞬時位相の差分値を補正する段階は、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する段階と、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記瞬時位相の差分値の不連続点を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去して出力する段階とを有する第14または第15の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

[0055] 前記目的を達成するために、本発明の第18の態様によると、前記瞬時位相の差分値を補正する段階は、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する段階と、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記瞬時位相の差分値の不連続点を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去するとともに、当該除去部分を補間して出力することにより、実質的に、前記瞬時位相の差分値の連続性を確保する段階とを有する第14または第15の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

- [0056] 前記目的を達成するために、本発明の第19の態様によると、前記オフセット成分を除去する段階は、

前記被測定信号の周波数 f_c 及び前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数 f_s が既知であるとき、予め、前記オフセット成分を示す $2\pi(f_c/f_s)$ の演算により求められる値をメモリに格納する段階と、

前記メモリに格納されている前記オフセット成分を示す値を前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値から減算する段階とを有する第14の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

- [0057] 前記目的を達成するために、本発明の第20の態様によると、前記オフセット成分を除去する段階は、

前記被測定信号の周波数 f_c 及び前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数 f_s が未知であるとき、予め、前記オフセット成分として、前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値の平均値を求める段階と、

前記補正された差分値の平均値を求める段階によって求められる前記オフセット成分としての前記補正された差分値の平均値を前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値から減算する段階とを有する第14の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

- [0058] 前記目的を達成するために、本発明の第21の態様によると、前記オフセット成分を除去する段階は、検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j が指定されている場合において、前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値から前記オフセット成分を除去するためのカットオフ周波数として前記検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j と等しいかまたはほぼ等しい周波数を有するハイパスフ

フィルタ(26d)を用いる第14の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

- [0059] 前記目的を達成するために、本発明の第22の態様によると、前記瞬時位相を算出する段階は、

前記被測定信号のデジタルの信号列を $x(n)$ 、前記被測定信号の周波数及び振幅をそれぞれ f_c 及び A_c 、前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数を f_s 、前記被測定信号の初期位相及びジッタをそれぞれ θ_c 及び $\phi(n)$ 、 $n=0, 1, 2, \dots$ とした場合に、前記直交2信号としての $I(n)$ 、 $Q(n)$ がそれぞれ

$$I(n) = x(n) = A_c \cdot \cos[2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)],$$

$$Q(n) = A_c \cdot \sin[2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)]$$

で表され、前記瞬時位相としての $\Theta(n)$ が

$$\begin{aligned}\Theta(n) &= \tan^{-1}[Q(n)/I(n)] \\ &= 2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)\end{aligned}$$

で表されるとき、前記 $\tan^{-1}[Q(n)/I(n)]$ の演算によって求められる前記瞬時位相としての $\Theta(n)$ を、前記予め定められた下限位相値と予め定められた上限位相値との間の範囲として $-\pi$ から π または $-\pi/2$ から $\pi/2$ の範囲において算出する第14の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

- [0060] 前記目的を達成するために、本発明の第23の態様によると、前記瞬時位相の差分値を検出する段階は、

前記瞬時位相を算出する段階によって算出される前記瞬時位相の差分値としての $\Delta\Theta(n)$ を

$$\begin{aligned}\Delta\Theta(n) &= \Theta(n) - \Theta(n-1) \\ &= 2\pi(f_c/f_s) + \phi(n) - \phi(n-1) \quad (\text{ただし、}\Theta(-1)=0、\text{ここで、}2\pi(f_c/f_s)\text{は定数でオフセット成分である})、\end{aligned}$$

の演算によって算出する第22の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

- [0061] 前記目的を達成するために、本発明の第24の態様によると、前記瞬時位相の差分値を補正する段階は、

前記瞬時位相を算出する段階によって算出される前記瞬時位相の差分値としての $\Delta\Theta(n)$ の不連続点を補正して、連続性が確保されるように補正されている前記補

正された差分値としての $\Delta \theta(n)$ を算出するために、前記瞬時位相の差分値としての $\Delta \Theta(n)$ に対して

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) \quad (-\pi \leq \Delta \Theta(n) \leq \pi),$$

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) + 2\pi \quad (-\pi > \Delta \Theta(n)),$$

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) - 2\pi \quad (\Delta \Theta(n) > \pi)$$

または

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) \quad (-\pi/2 \leq \Delta \Theta(n) \leq \pi/2),$$

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) + \pi \quad (-\pi/2 > \Delta \Theta(n)),$$

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) - \pi \quad (\Delta \Theta(n) > \pi/2)$$

の演算処理を行う第23の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

- [0062] 前記目的を達成するために、本発明の第25の態様によると、前記オフセット成分を除去する段階は、前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって連続性が確保されるように補正されている前記補正された差分値としての $\Delta \theta(n)$ から前記オフセット成分 $2\pi (fc/fs)$ を除去し、前記オフセット成分が除去された差分値としての $\Delta \phi(n)$ として

$$\Delta \phi(n) = \phi(n) - \phi(n-1)$$

を出力する第24の態様に従うジッタ測定方法が提供される。

- [0063] 前記目的を達成するために、本発明の第26の態様によると、前記オフセット成分が除去された差分値を積算する段階は、前記オフセット成分を除去する段階によって出力される前記オフセット成分が除去された差分値としての $\Delta \phi(n)$ に対して次の積算を行い、 $U(n) = \sum \Delta \phi(i)$ （ただし、記号 \sum は、 $i=0, 1, 2, \dots, n$ の総和を示す、ここで、 $U(n)$ を理論展開すると、

$$U(n) = [\phi(0) - \phi(-1)] + [\phi(1) - \phi(0)] + [\phi(2) - \phi(1)] + \dots + [\phi(n) - \phi(n-1)]$$

$$= \phi(n) - \phi(-1)$$

となり、ここで、 $\phi(-1)=0$ とすれば、積算結果 $U(n)$ は被測定信号Cのジッタ成分 $\phi(n)$ を表していることになる、

この積算結果 $U(n)$ を前記被測定信号のジッタ成分 $\phi(n)$ として出力する第25の

態様に従うジッタ測定方法が提供される。

[0064] このように、本発明によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法では、被測定信号が直交変換された直交2信号から瞬時位相を所定範囲内で求め、その瞬時位相の差分値を検出し、この瞬時位相の差分値が所定範囲を超えた場合に、例えば、連続性を確保する等の所定の補正を行い、この連続性を確保する等の所定の補正がなされた差分値からオフセット成分を除去し、このオフセット成分が除去された差分値を積算することにより、被測定信号のジッタ成分を求めるようにしている。

[0065] このため、本発明によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法では、各部及び各段階での演算ビット数としては、瞬時位相を求めるときの所定範囲の2倍の範囲内で差分値を必要な精度で得るための演算ビット数(例えば、 $16+1$ ビット)があれば十分であり、しかも、その演算ビット数に制限されることなく、実質的に、ジッタ測定の最長測定時間が制限されることなく、例えば、数分以上の長時間にわたるジッタ測定が可能となる。

図面の簡単な説明

[0066] [図1]図1は、本発明によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法が適用されるジッタ測定装置の一実施形態の構成を示すブロック図である。

[図2A]図2Aは、図1の実施形態における差分値補正部の一例を示すブロック図である。

[図2B]図2Bは、図1の実施形態における差分値補正部の他の例を示すブロック図である。

[図2C]図2Cは、図1の実施形態における差分値補正部のさらに他の例を示すブロック図である。

[図3A]図3Aは、図1の実施形態におけるオフセット成分除去部の一例を示すブロック図である。

[図3B]図3Bは、図1の実施形態におけるオフセット成分除去部の他の例を示すブロック図である。

[図3C]図3Cは、図1の実施形態におけるオフセット成分除去部のさらに他の例を示すブロック図である。

[図4A]図4Aは、図1の実施形態によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法の動作を説明するために示す信号波形図である。

[図4B]図4Bは、図1の実施形態によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法の動作を説明するために示す信号波形図である。

[図4C]図4Cは、図1の実施形態によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法の動作を説明するために示す信号波形図である。

[図4D]図4Dは、図1の実施形態によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法の動作を説明するために示す信号波形図である。

[図4E]図4Eは、図1の実施形態によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法の動作を説明するために示す信号波形図である。

[図5]図5は、従来のジッタ測定装置の構成を示すブロック図である。

[図6A]図6Aは、従来のジッタ測定装置の動作を説明するために示す信号波形図である。

[図6B]図6Bは、従来のジッタ測定装置の動作を説明するために示す信号波形図である。

[図6C]図6Cは、従来のジッタ測定装置の動作を説明するために示す信号波形図である。

発明を実施するための最良の形態

[0067] 以下、図面に基づいて本発明によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法の一実施の形態を説明する。

[0068] 図1は、本発明によるジッタ測定装置及びジッタ測定方法が適用されるジッタ測定装置20の一実施形態の構成を示している。

[0069] 本発明によるジッタ測定装置は、基本的な構成として、被測定信号Cを互いに位相が直交する2つの信号である直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ に変換する直交信号生成部22と、前記直交信号生成部22によって変換された前記直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ から瞬時位相 $\theta(n)$ を、予め定められた下限位相値(例えば、 $-\pi$ または $-\pi/2$)と予め定められた上限位相値(例えば、 π または $\pi/2$)との間の範囲で算出する瞬時位相算出部23と、前記瞬時位相算出部23によって算出された前記瞬時位相 $\theta(n)$ の差

分値 $\Delta \Theta(n)$ を検出する差分値検出部24と、前記差分値検出部24によって検出される前記瞬時位相の差分値 $\Delta \Theta(n)$ が、前記下限位相値(例えば、 $-\pi$ または $-\pi/2$)と前記上限位相値(例えば、 π または $\pi/2$)とに依存する範囲(例えば、 $-\pi$ から π または $-\pi/2$ から $\pi/2$)を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値 $\Delta \Theta(n)$ を補正して補正された差分値 $\Delta \theta(n)$ を出力する差分値補正部25と、前記差分値補正部25によって出力される前記補正された差分値 $\Delta \theta(n)$ から、当該補正された差分値 $\Delta \theta(n)$ に含まれるオフセット成分 D_c を除去して前記オフセット成分 D_c が除去された差分値 $\Delta \phi(n)$ を出力するオフセット成分除去部26と、前記オフセット成分除去部26によって出力される前記オフセット成分 D_c が除去された前記差分値 $\Delta \phi(n)$ を積算することにより、前記被測定信号 C のジッタ量 $\phi(n)$ を求める積算部27とを具備している。

- [0070] また、本発明によるジッタ測定方法は、基本的な構成として、被測定信号を互いに位相が直交する2つの信号である直交2信号 $I(n)$, $Q(n)$ に変換する段階と、前記直交2信号 $I(n)$, $Q(n)$ に変換する段階によって変換された前記直交2信号 $I(n)$, $Q(n)$ から瞬時位相 $\Theta(n)$ を、予め定められた下限位相値(例えば、 $-\pi$ または $-\pi/2$)と予め定められた上限位相値(例えば、 π または $\pi/2$)との間の範囲で算出する段階と、前記瞬時位相 $\Theta(n)$ を算出する段階によって算出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta \Theta(n)$ を検出する段階と、前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta \Theta(n)$ を検出する段階によって検出される前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta \Theta(n)$ が、前記下限位相値(例えば、 $-\pi$ または $-\pi/2$)と前記上限位相値(例えば、 π または $\pi/2$)とに依存する範囲(例えば、 $-\pi$ から π または $-\pi/2$ から $\pi/2$)を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値 $\Delta \Theta(n)$ を補正して補正された差分値 $\Delta \theta(n)$ を出力する段階と、前記瞬時位相の差分値 $\Delta \Theta(n)$ を補正する段階によって出力される前記補正された差分値 $\Delta \theta(n)$ から、当該補正された差分値 $\Delta \theta(n)$ に含まれるオフセット成分 D_c を除去して前記オフセット成分 D_c が除去された差分値 $\Delta \phi(n)$ を出力する段階と、前記オフセット成分 D_c を除去する段階によって出力される前記オフセット成分 D_c が除去された差分値 $\Delta \phi(n)$ を積算することにより、前記被測定信号 C のジッタ量 $\phi(n)$ を求める段階とを具備している。

- [0071] 以上において、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲の下限と上限とは、それぞれ、前記下限位相値と前記上限位相値とに等しいかまたはほぼ等しくなされている場合を含んでいる。
- [0072] 具体的には、図1に示す本実施形態によるジッタ測定装置20において、A/D変換器21及び直交信号生成部22は、前記した従来のジッタ測定装置10のA/D変換器11及び直交信号生成部12と同等である。
- [0073] すなわち、A/D変換器21は、アナログの被測定信号Cをサンプリングしてデジタルの信号列 $x(n)$ に変換し、そのデジタルの信号列 $x(n)$ を直交信号生成部22に出力する。
- [0074] ここで、信号列 $x(n)$ は、前記した従来のジッタ測定装置10の場合と同様に、被測定信号Cの周波数及び振幅をそれぞれ f_c 、 A_c 、A/D変換器21のサンプリング周波数を f_s 、被測定信号Cの初期位相及び、ジッタをそれぞれ $\theta_c \phi(n)$ としたとき、前記した式(1)で表される。
- [0075] 直交信号生成部22は、ヒルベルト変換器を含み、前記A/D変換器21から出力される前記被測定信号Cの信号列 $x(n)$ を、前記した式(2)で表される直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ に変換して、この直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ を瞬時位相算出部23に出力する。
- [0076] 瞬時位相算出部23は、前記直交信号生成部22から出力される前記直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ によって決まる瞬時位相 $\theta(n)$ を、前記した式(3)の演算によって予め定められた下限位相値(例えば、 $-\pi$)と予め定められた上限位相値(例えば、 π)の範囲(例えば、 $-\pi$ から π の所定範囲)内で求め、この瞬時位相 $\theta(n)$ を差分値検出部24に出力する。
- [0077] 差分値検出部24は、次の演算によって、前記差分値検出部24から出力される瞬時位相 $\theta(n)$ の差分値 $\Delta \theta(n)$ を検出し、この瞬時位相 $\theta(n)$ の差分値 $\Delta \theta(n)$ を差分値補正部25に出力する。
- [0078]
$$\Delta \theta(n) = \theta(n) - \theta(n-1) \quad \dots (5)$$

ただし、 $\theta(-1) = 0$
ここで、 $\Delta \theta(n)$ の理論値は、以下のように表される。
- [0079]
$$\Delta \theta(n) = \theta(n) - \theta(n-1)$$

$$\begin{aligned}
&= [2\pi (f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)] \\
&\quad - [2\pi (f_c/f_s)(n-1) + \theta_c + \phi(n-1)] \\
&= 2\pi (f_c/f_s) + \phi(n) - \phi(n-1) \quad \dots (6)
\end{aligned}$$

上式(6)で $2\pi (f_c/f_s)$ は定数(オフセット成分)である。

[0080] 差分値補正部25は、前記差分値検出部24によって出力される瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ に対して以下の演算処理を行うことにより、当該瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ の不連続点を検出して、その不連続点に対する所定の補正、例えば、連続性が確保されるように補正された差分値 $\Delta\theta(n)$ を、オフセット成分除去部26に出力する。

$$\begin{aligned}
[0081] \quad \Delta\theta(n) &= \Delta\Theta(n) & (-\pi \leq \Delta\Theta(n) \leq \pi) \\
\Delta\theta(n) &= \Delta\Theta(n) + 2\pi & (-\pi > \Delta\Theta(n)) \\
\Delta\theta(n) &= \Delta\Theta(n) - 2\pi & (\Delta\Theta(n) > \pi) \\
&\dots (7)
\end{aligned}$$

図2Aは、差分値補正部25の一例を示すブロック図である。

[0082] この差分値補正部25は、差分値検出部24によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する不連続点検出部25aと、前記差分値検出部24によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記不連続点検出部25aによって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を補正して出力することにより、前記瞬時位相の差分値の連続性を確保する連続性確保部25bとを有する。

[0083] 図2Bは、差分値補正部25の他の例を示すブロック図である。

[0084] この差分値補正部25は、前記差分値検出部24によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する不連続点検出部25aと、前記差分値検出部24によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記不連続点検出部25aによって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去して出力する不連続点除去部25cとを有する。

[0085] 図2Cは、差分値補正部25のさらに他の例を示すブロック図である。

[0086] この差分値補正部25は、差分値検出部24によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する不連続点検出部25aと、前記差分値検出部24によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記不連続点検出部25aによって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去するとともに、当該除去部分を補間して出力することにより、実質的に、前記瞬時位相の差分値の連続性を確保する不連続点補間部25dとを有する。

[0087] オフセット成分除去部26は、前記差分値補正部25によって、例えば、差分値の連続性が確保されるように補正された差分値 $\Delta \theta (n)$ から、オフセット成分 D_c を除去し、そのオフセット成分 D_c が除去された差分値 $\Delta \phi (n)$ を積算部27に出力する。

[0088] ここで、オフセット成分 D_c の理論値は $2\pi (f_c/f_s)$ であるから、差分値 $\Delta \phi (n)$ の理論値は、

$$\Delta \phi (n) = \phi (n) - \phi (n-1) \quad \dots (8)$$

となる。

[0089] 図3Aは、オフセット成分除去部26の一例を示すブロック図である。

[0090] このオフセット成分除去部26は、前記被測定信号Cの周波数 f_c 及び前記被測定信号Cをサンプリングするサンプリング周波数 f_s が既知であるとき、ジッタ測定に先立って、予め、前記オフセット成分を示す $2\pi (f_c/f_s)$ の演算により求められる値が格納されるメモリ26aと、ジッタ測定時に、このメモリ26aに格納されている前記オフセット成分を示す値を前記差分値補正部25によって出力される前記補正された差分値から減算する減算部26bとを有する。

[0091] 図3Bは、オフセット成分除去部26の他の例を示すブロック図である。

[0092] このオフセット成分除去部26は、前記被測定信号Cの周波数 f_c 及び前記被測定信号Cをサンプリングするサンプリング周波数 f_s が未知であるとき、ジッタ測定に先立って、予め、前記オフセット成分として、前記差分値補正部25によって出力される前記補正された差分値の平均値を求める平均値算出部26cと、ジッタ測定時に、前記平均値算出部26cによって求められている前記オフセット成分としての前記補正された

差分値の平均値を前記差分値補正部25によって出力される前記補正された差分値から減算する減算部26bとを有する。

[0093] 図3Cは、オフセット成分除去部26のさらに他の例を示すブロック図である。

[0094] このオフセット成分除去部26は、予め、検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j が指定されている場合において、前記差分値補正部25によって出力される前記補正された差分値から前記オフセット成分を除去するためのカットオフ周波数として前記検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j と等しいかまたはほぼ等しい周波数を有するハイパスフィルタ26dを含んで構成されている。

[0095] 積算部27は、前記オフセット成分除去部26から出力されるオフセット成分 D_c が除去された差分値 $\Delta \phi(n)$ に対して次の積算を行い、その積算結果 $U(n)$ を被測定信号Cのジッタ成分 $\phi(n)$ として、ジッタ量検出部28に出力する。

[0096] $U(n) = \sum \Delta \phi(i) \quad \dots (9)$

ただし、記号 Σ は、 $i=0, 1, 2, \dots, n$ の総和を示す

$U(n)$ を理論展開すると、

$$\begin{aligned} U(n) &= [\phi(0) - \phi(-1)] \\ &\quad + [\phi(1) - \phi(0)] \\ &\quad + [\phi(2) - \phi(1)] \\ &\quad + \dots\dots\dots \\ &\quad + [\phi(n) - \phi(n-1)] \\ &= \phi(n) - \phi(-1) \end{aligned}$$

となる。

[0097] ここで、 $\phi(-1)=0$ とすれば、積算結果 $U(n)$ は被測定信号Cのジッタ成分 $\phi(n)$ を表していることになる。

[0098] ジッタ量検出部28は、前記積算部27から出力されるジッタ成分 $\phi(n)$ に対して、前記した従来のジッタ測定装置10のジッタ量検出部16と同様に、ジッタ成分 $\phi(n)$ の最大振幅(p-p値)、実効値(rms)、振幅確率分布(ヒストグラム)、FFTによるスペクトラム等を求めて、図示しない表示器等に出力する。

[0099] 次に、上記構成のジッタ測定装置20の動作を説明する。

- [0100] 被測定信号CがA/D変換器21によってサンプリングされ、デジタルの信号列 $x(n)$ に変換されて、直交信号生成部22に入力されることにより、その信号列 $x(n)$ について互いに直交する2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ が得られる。
- [0101] この直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ は、瞬時位相算出部23に入力され、この直交2信号 $I(n)$ 、 $Q(n)$ で決まる瞬時位相 $\theta(n)$ が、予め定められた下限位相値(例えば、 $-\pi$)と予め定められた上限位相値(例えば、 π)との間の範囲(例えば、 $-\pi$ から π の所定範囲)内で求められる。
- [0102] この瞬時位相 $\theta(n)$ は、図4Aに示しているように、初期位相 θ_c 近傍から、ジッタによる変動を受けながら $n(=1, 2, \dots)$ の増加にともなって π の近傍まで増加した後、 $-\pi$ の近傍まで不連続に変化し、再び増加するという変化を繰り返す。
- [0103] また、図示していないが、図4Aの場合とは逆向きで、 π の近傍から $-\pi$ の近傍に不連続に変化した直後にジッタの影響で再び π の近傍に不連続に変化する場合もある。
- [0104] 一方、この瞬時位相 $\theta(n)$ を受けた差分値検出部24では、図4Bに示すように、瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta\theta(n)$ が順次算出される。
- [0105] この瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta\theta(n)$ は、瞬時位相 $\theta(n)$ が、例えば、 π の近傍から $-\pi$ の近傍に不連続に変化した場合には、 $-\pi$ より小さい値に不連続に変化する不連続点を有することになる。
- [0106] また、図示していないが、図4Bの場合とは逆向きで、瞬時位相 $\theta(n)$ が $-\pi$ の近傍から π の近傍に不連続に変化した場合には、瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta\theta(n)$ は、 π より大きな値に不連続に変化する不連続点を有することになる。
- [0107] このような瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta\theta(n)$ の不連続点は、例えば、図4Cに示すように、差分値補正部25によって補正される。
- [0108] 図4Cは、差分値補正部25が前述した図2Aに示される構成の場合である。
- [0109] すなわち、この図2Aに示される差分値補正部25は、瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta\theta(n)$ が所定範囲(例えば、 $-\pi \leq \Delta\theta(n) \leq \pi$)内にあるときには、不連続点検出部25aによって不連続点が検出されないので、当該瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta\theta(n)$ をそのまま補正された差分値 $\Delta\theta(n)$ として連続性確保部25bか

ら出力する。

[0110] そして、この差分値補正部25は、瞬時位相 $\Theta(n)$ が π の近傍から $-\pi$ の近傍に不連続に変化して、瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\Theta(n)$ が $-\pi$ より小さくなったときには、それを不連続点検出部25aによって不連続点として検出し、それに基づいて連続性確保部25bによって当該瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\Theta(n)$ を所定範囲の幅に相当する 2π だけ加算するように補正することにより、瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\theta(n)$ の連続性を確保して連続性確保部25bから出力する。

[0111] また、この差分値補正部25は、瞬時位相 $\Theta(n)$ が $-\pi$ の近傍から π の近傍に不連続に変化して、瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\Theta(n)$ が π より大きくなったときには、それを不連続点検出部25aによって不連続点として検出し、それに基づいて連続性確保部25bによって当該瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\Theta(n)$ を 2π だけ減算するように補正することにより、瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\theta(n)$ の連続性を確保して連続性確保部25bから出力する。

[0112] また、図2Bに示される差分値補正部25の場合には、瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\Theta(n)$ が所定範囲(例えば、 $-\pi \leq \Delta\Theta(n) \leq \pi$)内にあるときには、不連続点検出部25aによって不連続点が検出されないので、当該瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\Theta(n)$ をそのまま補正された差分値 $\Delta\theta(n)$ として不連続点除去部25cから出力する。

[0113] そして、この差分値補正部25は、瞬時位相 $\Theta(n)$ が π の近傍から $-\pi$ の近傍に不連続に変化して、瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\Theta(n)$ が $-\pi$ より小さくなったときには、それを不連続点検出部25aによって不連続点として検出し、それに基づいて不連続点除去部25cによって当該瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ を不連続点として除去するように補正された差分値 $\Delta\theta(n)$ を不連続点除去部25cから出力する。

[0114] また、この差分値補正部25は、瞬時位相 $\Theta(n)$ が $-\pi$ の近傍から π の近傍に不連続に変化して、瞬時位相 $\Theta(n)$ についての差分値 $\Delta\Theta(n)$ が π より大きくなったときには、それを不連続点検出部25aによって不連続点として検出し、それに基づいて不連続点除去部25cによってそのときの差分値 $\Delta\Theta(n)$ を不連続点として除去するように補正された差分値 $\Delta\theta(n)$ を不連続点除去部25cから出力する。

- [0115] このように図2Bに示される差分値補正部25は、差分値 $\Delta \theta(n)$ に不連続点がある場合には、不連続点除去部25cによって不連続点が除去されることにより、不連続補正部25の不連続点除去部25cから出力される差分値 $\Delta \theta(n)$ が部分的にいわゆる歯抜け状となったとしても問題とされないようなジッタ測定に適用される。
- [0116] また、図2Cに示される差分値補正部25の場合には、瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta \theta(n)$ が所定範囲(例えば、 $-\pi \leq \Delta \theta(n) \leq \pi$)内にあるときには、不連続点検出部25aによって不連続点が検出されないので、当該瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta \theta(n)$ をそのまま補正された差分値 $\Delta \theta(n)$ として不連続点補間部25bから出力する。
- [0117] そして、この差分値補正部25は、瞬時位相 $\theta(n)$ が π の近傍から $-\pi$ の近傍に不連続に変化して、瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta \theta(n)$ が $-\pi$ より小さくなったときには、それを不連続点検出部25aによって不連続点として検出し、それに基づいて不連続点補間部25bによって当該瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta \theta(n)$ を不連続点として除去するとともに、当該除去部分を、例えば、そのときの前後の瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta \theta(n-1)$ と $\Delta \theta(n+1)$ に基づいて直線補間するように補正することにより、実質的に、差分値 $\Delta \theta(n)$ の連続性を確保して不連続点補間部25bから出力する。
- [0118] また、この差分値補正部25は、瞬時位相 $\theta(n)$ が $-\pi$ の近傍から π の近傍に不連続に変化して、瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta \theta(n)$ が π より大きくなったときには、それを不連続点検出部25aによって不連続点として検出し、それに基づいて不連続点補間部25bによって当該瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta \theta(n)$ を不連続点として除去するとともに、当該除去部分を、例えば、そのときの前後の瞬時位相 $\theta(n)$ についての差分値 $\Delta \theta(n-1)$ と $\Delta \theta(n+1)$ に基づいて直線補間するように補正することにより、実質的に、差分値 $\Delta \theta(n)$ の連続性を確保して不連続点補間部25bから出力する。
- [0119] なお、図2Aに示す差分値補正部25は、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲の下限と上限とは、それぞれ、前記下限位相値と前記上限位相値とに等しいかまたはほぼ等しくなされている場合として、前記下限位相値 $-\pi$ と前記上限位

相値 π とに依存する範囲が前記下限位相値 $-\pi$ と前記上限位相値 π との差 (2π) の $1/2$ (すなわち、 π) を超えた場合に、前記差分値検出部24で検出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ の不連続点を検出する不連続点検出部25aと、前記差分値検出部24によって検出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ に対して、前記不連続点検出部25aによって検出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ の不連続点を補正した差分値 $\Delta\theta(n)$ を出力することにより、前記差分値 $\Delta\theta(n)$ の連続性を確保する連続性確保部25bとを有しているようにしてもよい。

[0120] また、図2Bに示す差分値補正部25は、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲の下限と上限とは、それぞれ、前記下限位相値と前記上限位相値とに等しいかまたはほぼ等しくなされている場合として、前記下限位相値 $-\pi$ と前記上限位相値 π とに依存する範囲が前記下限位相値 $-\pi$ と前記上限位相値 π との差 (2π) の $1/2$ (すなわち、 π) を超えた場合に、前記差分値検出部24で検出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ の不連続点を検出する不連続点検出部25aと、前記差分値検出部24で検出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ に対して、前記不連続点検出部25aによって検出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ の不連続点を除去して出力する不連続点除去部25cとを有しているようにしてもよい。

[0121] また、図2Cに示す差分値補正部25は、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲の下限と上限とは、それぞれ、前記下限位相値と前記上限位相値とに等しいかまたはほぼ等しくなされている場合として、前記下限位相値 $-\pi$ と前記上限位相値 π とに依存する範囲が前記下限位相値 $-\pi$ と前記上限位相値 π との差 (2π) の $1/2$ (すなわち、 π) を超えた場合に、前記差分値検出部24で検出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ の不連続点を検出する不連続点検出部25aと、前記差分値検出部24で検出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ に対して、前記不連続点検出部25aによって検出された前記瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ の不連続点を除去するとともに、当該除去部分を、例えば、前述したような直線補間等によって補間して出力することにより、実質的に、前記差分値 $\Delta\theta(n)$ の連続性を確保する不連続点補間部(25d)とを有しているようにしてもよい。

- [0122] 次に、オフセット成分除去部26は、上述のようにして、前記差分値補正部25によって、例えば、連続性が確保されるように補正された差分値 $\Delta \theta(n)$ に重畳されている $2\pi(f_c/f_s)$ 相当のオフセット成分 D_c を図4Dに示すように除去することにより、このオフセット成分 D_c が除去された差分値 $\Delta \phi(n)$ 積算部27に出力する。
- [0123] すなわち、図3Aに示されるオフセット成分除去部26の場合には、A/D変換器21のサンプリング周波数 f_s 及び被測定信号Cの周波数 f_c が既知であれば、ジッタ測定に先立って、予め、オフセット成分 $2\pi(f_c/f_s)$ の値を求めてメモリ26aに記憶しておき、ジッタ測定時に、減算部26bにより、メモリ26aの記憶値を差分値 $\Delta \theta(n)$ から減算する構成とすることにより、オフセット成分 D_c を除去することができる。
- [0124] また、図3Bに示されるオフセット成分除去部26の場合には、被測定信号Cの周波数 f_c 及びサンプリング周波数 f_s が未知で、オフセット成分 $2\pi(f_c/f_s)$ の値が不明の場合には、図3Bに示すように、ジッタ測定に先立って、予め、平均値算出部26cによって差分値 $\Delta \theta(n)$ の平均値 H を直流分として求めておき、減算部26bによって、ジッタ測定時に入力される瞬時位相の差分値 $\Delta \theta(n)$ から平均値 H を減じることにより、オフセット成分 D_c を除去することができる。
- [0125] また、図3Cに示されるオフセット成分除去部26の場合には、予め、検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j (例えば、10Hz) が指定されている場合において、オフセット成分除去部26として、図3Cに示すように、カットオフ周波数として前記検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j と等しいかまたはほぼ等しい周波数を有するハイパスフィルタ26dを用いることにより、ジッタ測定時に入力される瞬時位相の差分値 $\Delta \theta(n)$ からそのオフセット成分 D_c を除去することができる。
- [0126] そして、積算部27は、前記オフセット成分除去部26によってオフセット成分 D_c が除去された差分値 $\Delta \phi(n)$ を積算することにより、図4Eに示すような被測定信号Cのジッタ成分 $\phi(n)$ を求めて、この被測定信号Cのジッタ成分 $\phi(n)$ をジッタ量検出部28に出力する。
- [0127] ジッタ量検出部28は、前記積算部27から出力されるジッタ成分 $\phi(n)$ について、その最大振幅値(p-p値)、実効値(rms)、ヒストグラムあるいはスペクトラムを求めて図示しない表示器等に表示出力する。

[0128] 以上説明したように、本実施形態のジッタ測定装置及びジッタ測定方法では、被測定信号Cから生成した直交2信号I(n)、Q(n)によって決まる瞬時位相 $\Theta(n)$ を $-\pi$ から π の範囲(所定範囲)内で求めるとともに、その瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ を算出し、この瞬時位相 $\Theta(n)$ の差分値 $\Delta\Theta(n)$ に対して、例えば、連続性を確保する等の所定の補正を行って、例えば、連続性が確保されるように補正された差分値 $\Delta\theta(n)$ からオフセット成分Dcを除去し、このオフセット成分Dcが除去された差分値 $\Delta\phi(n)$ を積算することにより、被測定信号Cのジッタ成分 $\phi(n)$ を求めるようにしている。

[0129] このため、各部及び各段階での演算ビット数としては、nの数(すなわち、測定時間)に関わらず、 -2π から 2π (瞬時位相を求めるときの所定範囲の2倍の範囲)までの差分値 $\Delta\Theta(n)$ を必要な精度で得るためのビット数(例えば、16+1ビット)があれば十分であり、その演算ビット数に制限されることなく、しかも、実質的に、ジッタ測定の最長測定時間が制限されることなく、例えば、数分以上の長時間にわたるジッタ測定が可能となる。

[0130] なお、上記実施形態では、瞬時位相 $\Theta(n)$ を $-\pi$ から π の範囲で求めていたが、この範囲は $-\pi$ から π に限定されるものではなく、予想されるジッタの大きさに応じて任意に設定することができる。

[0131] 例えば、少ないジッタを測定する場合には、瞬時位相 $\Theta(n)$ を $-\pi/2$ から $\pi/2$ の範囲で求めるようにしてもよい。

[0132] この場合、上記式(7)は、

$$\begin{aligned}\Delta\theta(n) &= \Delta\Theta(n) & (-\pi/2 \leq \Delta\Theta(n) \leq \pi/2) \\ \Delta\theta(n) &= \Delta\Theta(n) + \pi & (-\pi/2 > \Delta\Theta(n)) \\ \Delta\theta(n) &= \Delta\Theta(n) - \pi & (\Delta\Theta(n) > \pi/2)\end{aligned}$$

…(10)

となる。

[0133] また、上記実施形態では、被測定信号Cがアナログ信号であるの場合について説明したが、デジタル化された測定信号のジッタを測定する場合には、A/D変換器21を省略して、そのデジタル化された測定信号を直交信号生成部22に直接入力

するようにしておけばよい。

- [0134] また、上記実施形態では、各部及び各段階をハードウェア構成で実現する場合について説明したが、CPUを含む各種のコンピュータによるソフトウェア構成で実現することも可能である。
- [0135] この他にも、上記実施形態について、本発明の要旨を逸脱しない範囲で種々の変形や適用が可能であることは言うまでもない。
- [0136] したがって、以上詳述したように、本発明によれば、上記従来技術が有する問題を解決して、高い分解能と長時間測定とを両立させ、実質的に、最長測定時間を制限することなく、ジッタ測定を高精度に行うことができるジッタ測定装置及びジッタ測定方法を提供することが可能となる。

請求の範囲

- [1] 被測定信号を互いに位相が直交する2つの信号である直交2信号に変換する直交信号生成部と、
- 前記直交信号生成部によって変換された前記直交2信号から瞬時位相を、予め定められた下限位相値と予め定められた上限位相値との間の範囲で算出する瞬時位相算出部と、
- 前記瞬時位相算出部によって算出された前記瞬時位相の差分値を検出する差分値検出部と、
- 前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を補正して補正された差分値を出力する差分値補正部と、
- 前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値から、当該補正された差分値に含まれるオフセット成分を除去して前記オフセット成分が除去された差分値を出力するオフセット成分除去部と、
- 前記オフセット成分除去部によって出力される前記オフセット成分が除去された差分値を積算することにより、前記被測定信号のジッタ量を求める積算部と、
- を具備するジッタ測定装置。
- [2] 前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲の下限と上限とが、それぞれ、前記下限位相値と前記上限位相値とに等しいかまたはほぼ等しい請求項1に従うジッタ測定装置。
- [3] 前記差分値補正部は、
- 前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する不連続点検出部と、
- 前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記不連続点検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を補正して出力することにより、前記瞬時位相の差分値の連続性を確保する連続性確保部とを有する請求項1または2に従うジッタ測定装置。

- [4] 前記差分値補正部は、
前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する不連続点検出部と、
前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記不連続点検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去して出力する不連続点除去部とを有する請求項1または2に従うジッタ測定装置。
- [5] 前記差分値補正部は、
前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する不連続点検出部と、
前記差分値検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記不連続点検出部によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去するとともに、当該除去部分を補間して出力することにより、実質的に、前記瞬時位相の差分値の連続性を確保する不連続点補間部とを有する請求項1または2に従うジッタ測定装置。
- [6] 前記オフセット成分除去部は、
前記被測定信号の周波数 f_c 及び前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数 f_s が既知であるとき、予め、前記オフセット成分を示す $2\pi(f_c/f_s)$ の演算により求められる値が格納されるメモリと、
前記メモリに格納されている前記オフセット成分を示す値を前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値から減算する減算部とを有する請求項1に従うジッタ測定装置。
- [7] 前記オフセット成分除去部は、
前記被測定信号の周波数 f_c 及び前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数 f_s が未知であるとき、予め、前記オフセット成分として、前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値の平均値を求める平均値算出部と、
前記平均値算出部によって求められている前記オフセット成分としての前記補正さ

れた差分値の平均値を前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値から減算する減算部とを有する請求項1に従うジッタ測定装置。

- [8] 前記オフセット成分除去部は、検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j が指定されている場合において、前記差分値補正部によって出力される前記補正された差分値から前記オフセット成分を除去するためのカットオフ周波数として前記検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j と等しいかまたはほぼ等しい周波数を有するハイパスフィルタを含む請求項1に従うジッタ測定装置。

- [9] 前記瞬時位相算出部は、
前記被測定信号のデジタルの信号列を $x(n)$ 、前記被測定信号の周波数及び振幅をそれぞれ f_c 及び A_c 、前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数を f_s 、前記被測定信号の初期位相及びジッタをそれぞれ θ_c 及び $\phi(n)$ 、 $n=0, 1, 2, \dots$ とした場合に、前記直交2信号としての $I(n)$ 、 $Q(n)$ がそれぞれ

$$I(n) = x(n) = A_c \cdot \cos[2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)],$$

$$Q(n) = A_c \cdot \sin[2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)]$$

で表され、前記瞬時位相としての $\Theta(n)$ が

$$\Theta(n) = \tan^{-1}[Q(n)/I(n)]$$

$$= 2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)$$

で表されるとき、前記 $\tan^{-1}[Q(n)/I(n)]$ の演算によって求められる前記瞬時位相としての $\Theta(n)$ を、前記予め定められた下限位相値と予め定められた上限位相値との間の範囲として $-\pi$ から π または $-\pi/2$ から $\pi/2$ の範囲において算出する請求項1に従うジッタ測定装置。

- [10] 前記差分値検出部は、
前記瞬時位相算出部によって算出される前記瞬時位相の差分値としての $\Delta\Theta(n)$ を

$$\Delta\Theta(n) = \Theta(n) - \Theta(n-1)$$

$= 2\pi(f_c/f_s) + \phi(n) - \phi(n-1)$ (ただし、 $\Theta(-1)=0$ 、ここで、 $2\pi(f_c/f_s)$ は定数でオフセット成分である)、

の演算によって算出する請求項9に従うジッタ測定装置。

[11] 前記差分値補正部は、

前記瞬時位相算出部によって算出される前記瞬時位相の差分値としての $\Delta \Theta(n)$ の不連続点を補正して、連続性が確保されるように補正されている前記補正された差分値としての $\Delta \theta(n)$ を算出するために、前記瞬時位相の差分値としての $\Delta \Theta(n)$ に対して

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) \quad (-\pi \leq \Delta \Theta(n) \leq \pi),$$

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) + 2\pi \quad (-\pi > \Delta \Theta(n)),$$

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) - 2\pi \quad (\Delta \Theta(n) > \pi)$$

または

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) \quad (-\pi/2 \leq \Delta \Theta(n) \leq \pi/2),$$

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) + \pi \quad (-\pi/2 > \Delta \Theta(n)),$$

$$\Delta \theta(n) = \Delta \Theta(n) - \pi \quad (\Delta \Theta(n) > \pi/2)$$

の演算処理を行う請求項10に従うジッタ測定装置。

[12] 前記オフセット成分除去部は、前記差分値補正部によって連続性が確保されるように補正されている前記補正された差分値としての $\Delta \theta(n)$ から前記オフセット成分 $2\pi(fc/fs)$ を除去し、前記オフセット成分が除去された差分値としての $\Delta \phi(n)$ として $\Delta \phi(n) = \phi(n) - \phi(n-1)$

を前記積算部に出力する請求項11に従うジッタ測定装置。

[13] 前記積算部は、

前記オフセット成分除去部によって出力される前記オフセット成分が除去された差分値としての $\Delta \phi(n)$ に対して次の積算を行い、

$U(n) = \Sigma \Delta \phi(i)$ (ただし、記号 Σ は、 $i=0, 1, 2, \dots, n$ の総和を示す、ここで、 $U(n)$ を理論展開すると、

$$U(n) = [\phi(0) - \phi(-1)] + [\phi(1) - \phi(0)] + [\phi(2) - \phi(1)] + \dots + [\phi(n) - \phi(n-1)]$$

$$= \phi(n) - \phi(-1)$$

となり、ここで、 $\phi(-1)=0$ とすれば、積算結果 $U(n)$ は被測定信号Cのジッタ成分 $\phi(n)$ を表していることになる)、

この積算結果 $U(n)$ を前記被測定信号のジッタ成分 $\phi(n)$ として出力する請求項12に従うジッタ測定装置。

- [14] 被測定信号を互いに位相が直交する2つの信号である直交2信号に変換する段階と、

前記直交2信号に変換する段階によって変換された前記直交2信号から瞬時位相を、予め定められた下限位相値と予め定められた上限位相値との間の範囲で算出する段階と、

前記瞬時位相を算出する段階によって算出される前記瞬時位相の差分値を検出する段階と、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を補正して補正された差分値を出力する段階と、

前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値から、当該補正された差分値に含まれるオフセット成分を除去して前記オフセット成分が除去された差分値を出力する段階と、

前記オフセット成分を除去する段階によって出力される前記オフセット成分が除去された差分値を積算することにより、前記被測定信号のジッタ量を求める段階と、

を具備するジッタ測定方法。

- [15] 前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲の下限と上限とが、それぞれ、前記下限位相値と前記上限位相値とに等しいかまたはほぼ等しい請求項14に従うジッタ測定方法。

- [16] 前記瞬時位相の差分値を補正する段階は、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する段階と、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記瞬時位相の差分値の不連続点を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を補正して出力することにより、前記瞬時位相の

差分値の連続性を確保する段階とを有する請求項14または15に従うジッタ測定方法。

[17] 前記瞬時位相の差分値を補正する段階は、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する段階と、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記瞬時位相の差分値の不連続点を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去して出力する段階とを有する請求項14または15に従うジッタ測定方法。

[18] 前記瞬時位相の差分値を補正する段階は、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、当該瞬時位相の差分値を前記瞬時位相の差分値の不連続点として検出する段階と、

前記瞬時位相の差分値を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値に対して、前記瞬時位相の差分値の不連続点を検出する段階によって検出される前記瞬時位相の差分値の不連続点を除去するとともに、当該除去部分を補間して出力することにより、実質的に、前記瞬時位相の差分値の連続性を確保する段階とを有する請求項14または15に従うジッタ測定方法。

[19] 前記オフセット成分を除去する段階は、

前記被測定信号の周波数 f_c 及び前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数 f_s が既知であるとき、予め、前記オフセット成分を示す $2\pi(f_c/f_s)$ の演算により求められる値をメモリに格納する段階と、

前記メモリに格納されている前記オフセット成分を示す値を前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値から減算する段階とを有する請求項14に従うジッタ測定方法。

[20] 前記オフセット成分を除去する段階は、

前記被測定信号の周波数 f_c 及び前記被測定信号をサンプリングするサンプリング

周波数 f_s が未知であるとき、予め、前記オフセット成分として、前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値の平均値を求める段階と、

前記補正された差分値の平均値を求める段階によって求められる記オフセット成分としての前記補正された差分値の平均値を前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値から減算する段階とを有する請求項14に従うジッタ測定方法。

- [21] 前記オフセット成分を除去する段階は、検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j が指定されている場合において、前記瞬時位相の差分値を補正する段階によって出力される前記補正された差分値から前記オフセット成分を除去するためのカットオフ周波数として前記検出対象のジッタ成分の下限周波数 f_j と等しいかまたはほぼ等しい周波数を有するハイパスフィルタを用いる請求項14に従うジッタ測定方法。

- [22] 前記瞬時位相を算出する段階は、

前記被測定信号のデジタルの信号列を $x(n)$ 、前記被測定信号の周波数及び振幅をそれぞれ f_c 及び A_c 、前記被測定信号をサンプリングするサンプリング周波数を f_s 、前記被測定信号の初期位相及びジッタをそれぞれ θ_c 及び $\phi(n)$ 、 $n=0, 1, 2, \dots$ とした場合に、前記直交2信号としての $I(n)$ 、 $Q(n)$ がそれぞれ

$$I(n) = x(n) = A_c \cdot \cos[2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)],$$

$$Q(n) = A_c \cdot \sin[2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)]$$

で表され、前記瞬時位相としての $\Theta(n)$ が

$$\begin{aligned}\Theta(n) &= \tan^{-1}[Q(n)/I(n)] \\ &= 2\pi(f_c/f_s)n + \theta_c + \phi(n)\end{aligned}$$

で表されるとき、前記 $\tan^{-1}[Q(n)/I(n)]$ の演算によって求められる前記瞬時位相としての $\Theta(n)$ を、前記予め定められた下限位相値と予め定められた上限位相値との間の範囲として $-\pi$ から π または $-\pi/2$ から $\pi/2$ の範囲において算出する請求項14に従うジッタ測定方法。

- [23] 前記瞬時位相の差分値を検出する段階は、

前記瞬時位相を算出する段階によって算出される前記瞬時位相の差分値としての

$\Delta \Theta (n)$ を

$$\Delta \Theta (n) = \Theta (n) - \Theta (n-1)$$

$= 2\pi (f_c/f_s) + \phi (n) - \phi (n-1)$ (ただし、 $\Theta (-1) = 0$ 、ここで、 $2\pi (f_c/f_s)$ は定数でオフセット成分である)、

の演算によって算出する請求項22に従うジッタ測定方法。

[24] 前記瞬時位相の差分値を補正する段階は、

前記瞬時位相を算出する段階によって算出される前記瞬時位相の差分値としての $\Delta \Theta (n)$ の不連続点を補正して、連続性が確保されるように補正されている前記補正された差分値としての $\Delta \theta (n)$ を算出するために、前記瞬時位相の差分値としての $\Delta \Theta (n)$ に対して

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) \quad (-\pi \leq \Delta \Theta (n) \leq \pi),$$

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) + 2\pi \quad (-\pi > \Delta \Theta (n)),$$

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) - 2\pi \quad (\Delta \Theta (n) > \pi)$$

または

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) \quad (-\pi/2 \leq \Delta \Theta (n) \leq \pi/2),$$

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) + \pi \quad (-\pi/2 > \Delta \Theta (n)),$$

$$\Delta \theta (n) = \Delta \Theta (n) - \pi \quad (\Delta \Theta (n) > \pi/2)$$

の演算処理を行う請求項23に従うジッタ測定方法。

[25] 前記オフセット成分を除去する段階は、前記差分値を補正する段階によって連続性が確保されるように補正されている前記補正された差分値としての $\Delta \theta (n)$ から前記オフセット成分 $2\pi (f_c/f_s)$ を除去し、前記オフセット成分が除去された差分値としての $\Delta \phi (n)$ として

$$\Delta \phi (n) = \phi (n) - \phi (n-1)$$

を出力する請求項24に従うジッタ測定方法。

[26] 前記オフセット成分が除去された差分値を積算する段階は、

前記オフセット成分を除去する段階によって出力される前記オフセット成分が除去された差分値としての $\Delta \phi (n)$ に対して次の積算を行い、

$$U(n) = \sum \Delta \phi (i) \quad (\text{ただし、記号 } \sum \text{ は、} i=0, 1, 2, \dots, n \text{ の総和を示す、ここで、}$$

$U(n)$ を理論展開すると、

$$\begin{aligned} U(n) &= [\phi(0) - \phi(-1)] + [\phi(1) - \phi(0)] + [\phi(2) - \phi(1)] + \cdots + [\phi(n) - \phi(n-1)] \\ &= \phi(n) - \phi(-1) \end{aligned}$$

となり、ここで、 $\phi(-1) = 0$ とすれば、積算結果 $U(n)$ は被測定信号 C のジッタ成分 $\phi(n)$ を表していることになる)、

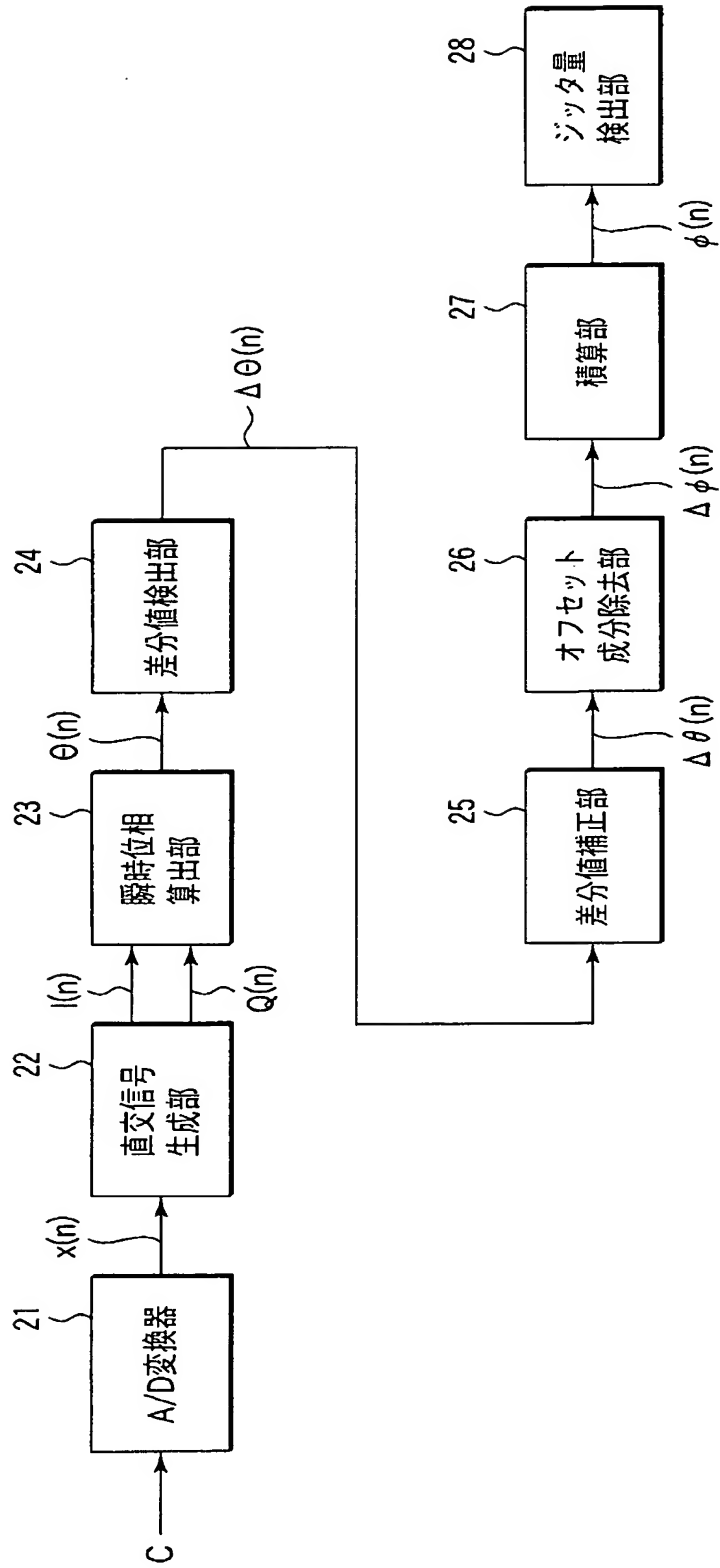
この積算結果 $U(n)$ を前記被測定信号のジッタ成分 $\phi(n)$ として出力する請求項25に従うジッタ測定方法。

要 約 書

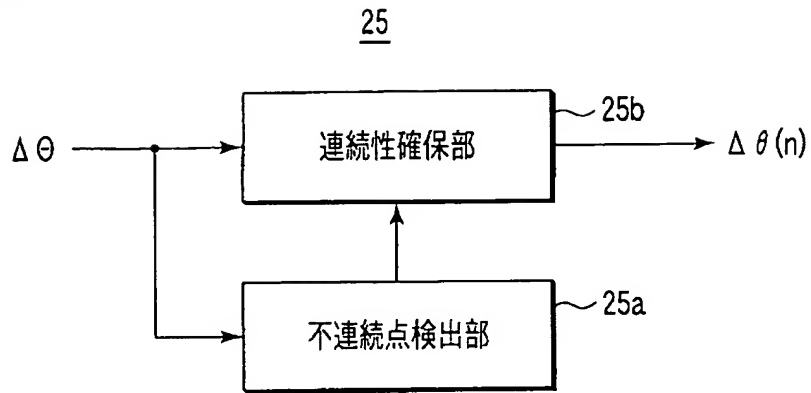
直交信号生成部は、被測定信号を互いに位相が直交する2つの信号である直交2信号に変換する。瞬時位相算出部は、前記直交2信号から瞬時位相を、予め定められた下限位相値と予め定められた上限位相値との間の範囲で算出する。差分値検出部は、前記瞬時位相の差分値を検出する。差分値補正部は、前記瞬時位相の差分値が、前記下限位相値と前記上限位相値とに依存する範囲を超えた場合に、その差分値を補正して補正された差分値を出力する。オフセット成分除去部は、前記差分値補正部から出力される前記補正された差分値から、当該補正された差分値に含まれるオフセット成分を除去して前記オフセット成分が除去された差分値を出力する。積算部は、前記オフセット成分除去部から出力される前記オフセット成分が除去された差分値を積算することにより、前記被測定信号のジッタ量を求める。

[図1]

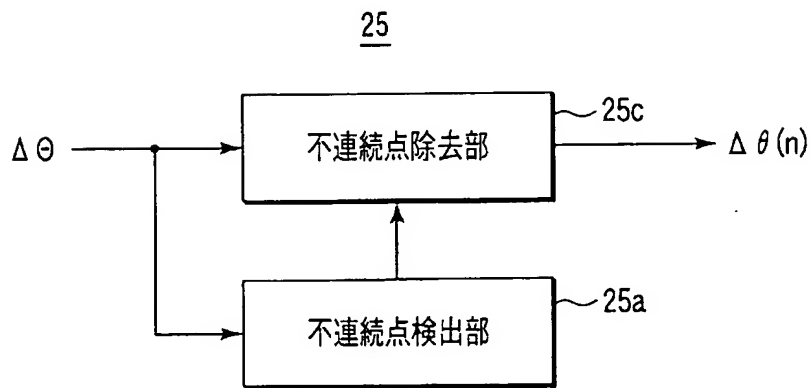
20



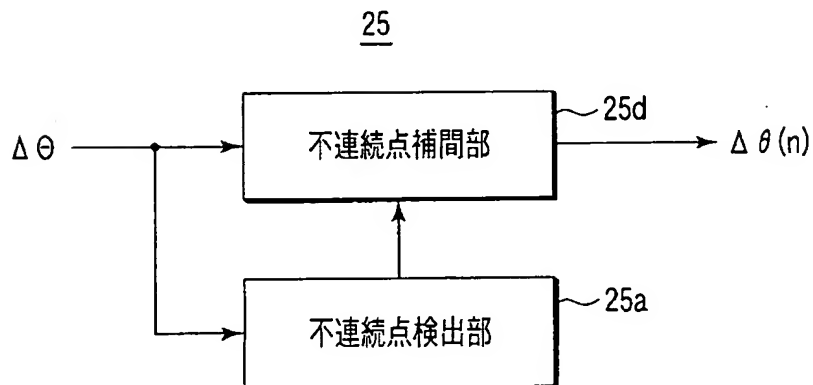
[図2A]



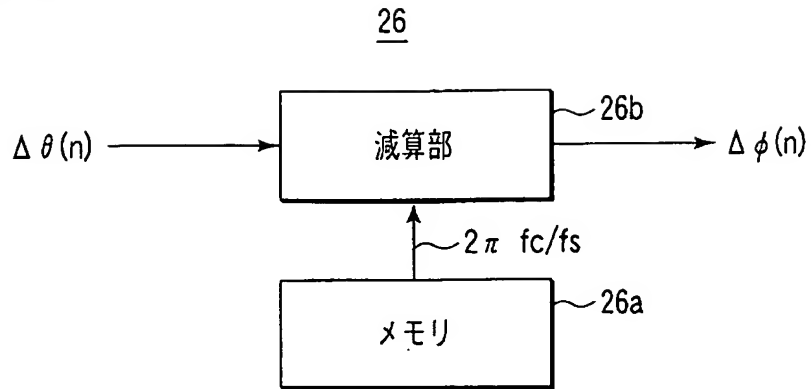
[図2B]



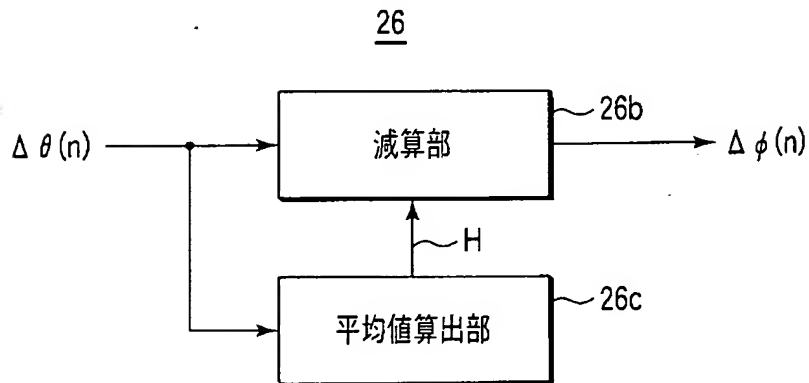
[図2C]



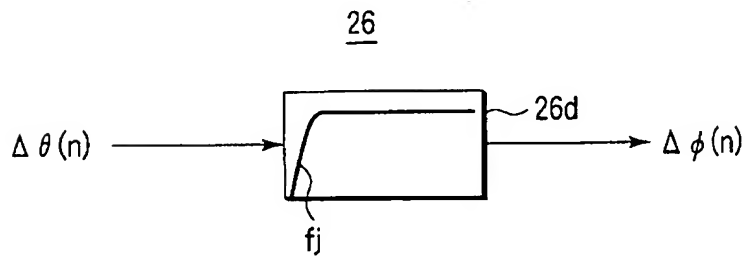
[図3A]



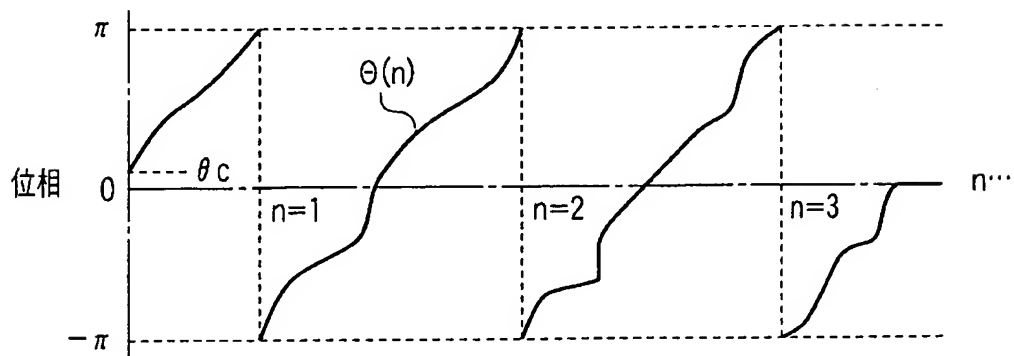
[図3B]



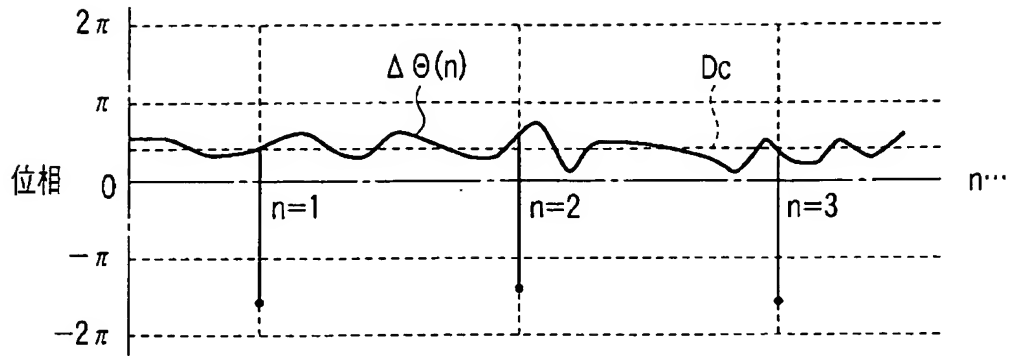
[図3C]



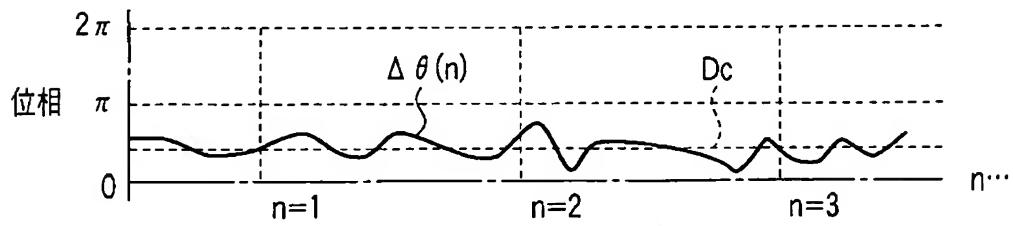
[図4A]



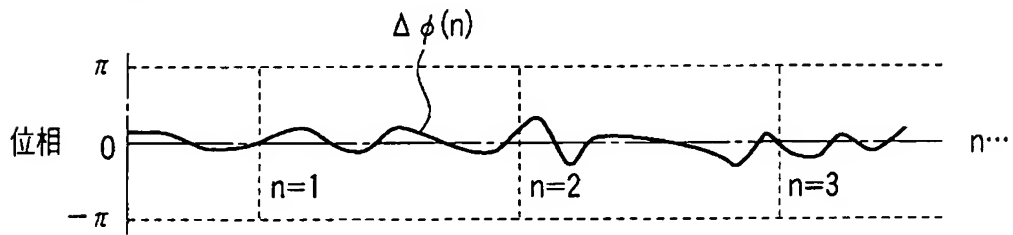
[図4B]



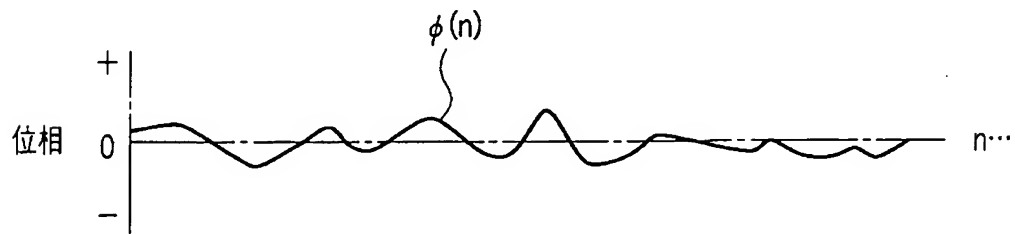
[図4C]



[図4D]

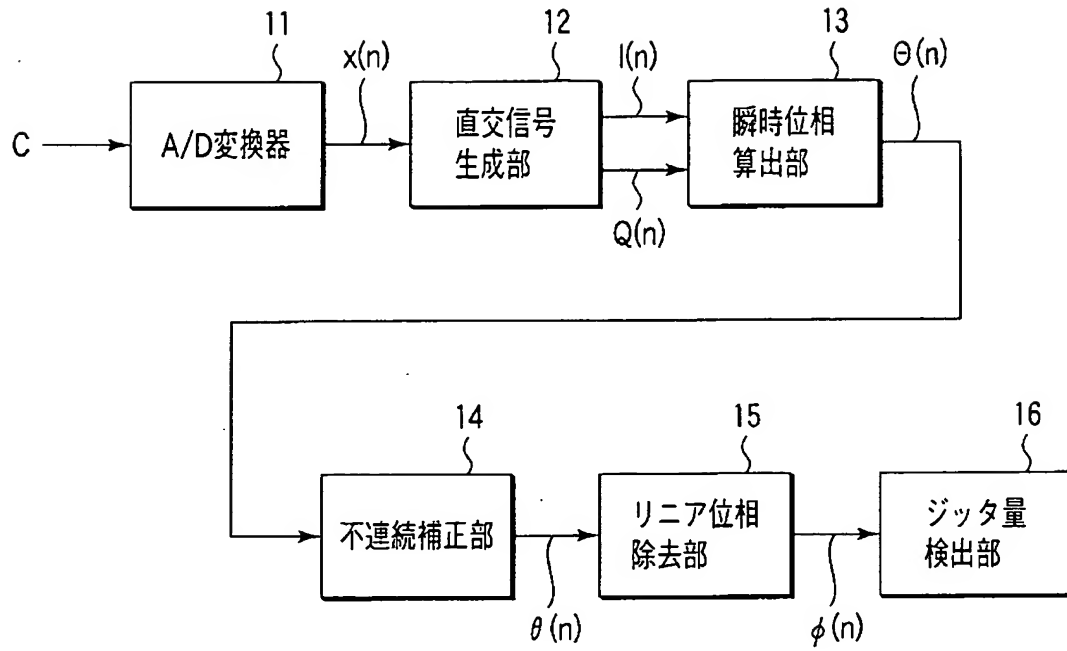


[図4E]



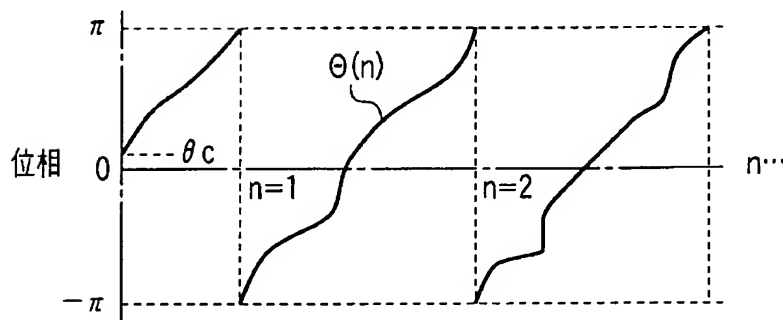
[図5]

10



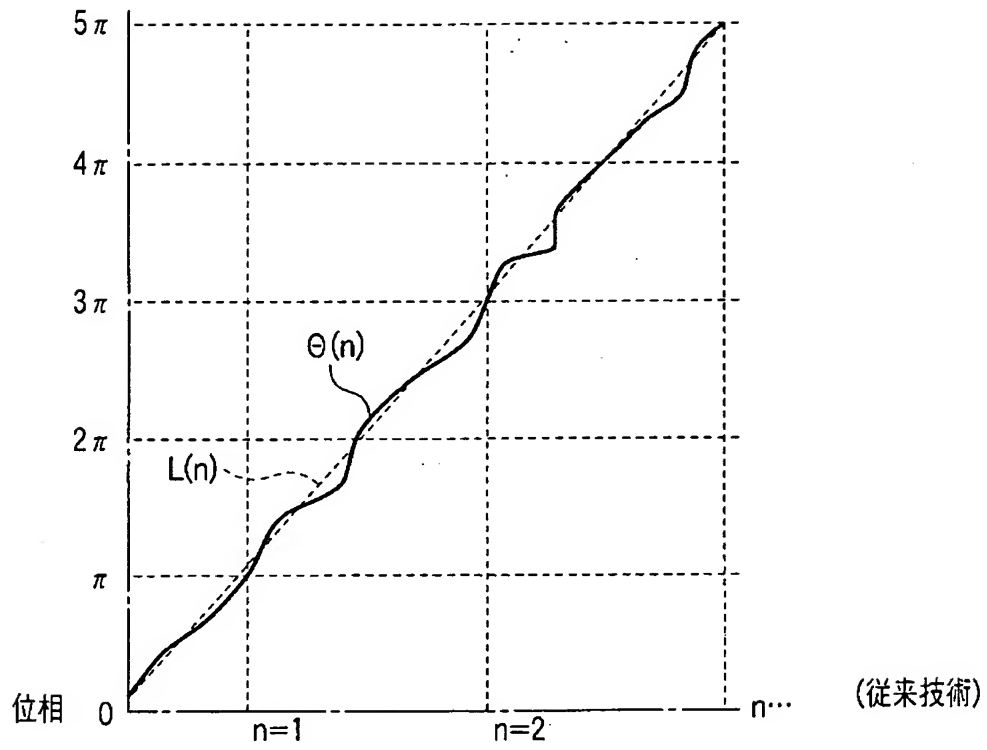
(従来技術)

[図6A]



(従来技術)

[図6B]



[図6C]

